

EUROPEAN PATENT OFFICE

Patent Abstracts of Japan

9

PUBLICATION NUMBER : 04087185
PUBLICATION DATE : 19-03-92

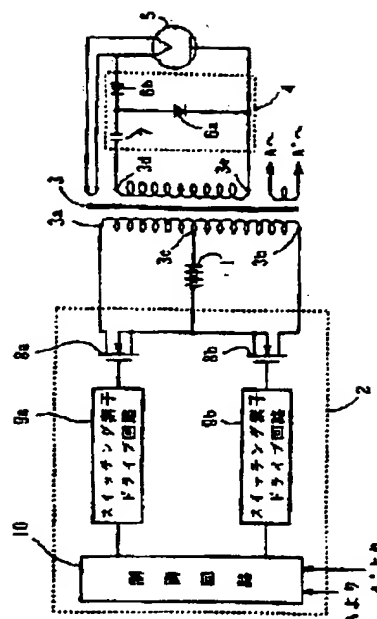
APPLICATION DATE : 26-07-90
APPLICATION NUMBER : 02200691

APPLICANT : SHARP CORP;

INVENTOR : SAWAI HIROYASU;

INT.CL. : H05B 6/68 H02M 7/48 H02M 7/538

TITLE : DRIVER CIRCUIT FOR INVERTER
TYPE MICROWAVE OVEN



ABSTRACT : PURPOSE: To accomplish a power supply circuit using a low-voltage DC power supply, with which a high output is assured at a low cost, by varying the ON time of a switching element by a control means periodically and continuously wherein the predetermined max. On time is observed as the upper limit.

CONSTITUTION: A driver circuit for inverter type microwave oven is equipped with a push-pull voltage type inverter circuit 2 which converts the output power of an independent type DC power supply 1 into a high frequency electric power, a booster transformer 3 for the supply voltage, and a voltage doubler half-wave rectifying circuit 4 which rectifies the output of this booster transformer 3, and with the output from the last named circuit 4 a magnetron 5 is driven. Switching element drive circuits 9a, 9b and a control circuit 10 are provided as a control means to vary periodically and continuously the On time of switching elements 8a, 8b of the abovementioned circuit 2 in push-pull system (or bridge system), wherein the predetermined max. On time is used as the upper limit. This permits accomplishing a power supply circuit using a low-voltage DC power supply, with which a high power utilization factor and a high output are assured at a low cost.

COPYRIGHT: (C)1992,JPO&Japio

BEST AVAILABLE COPY

Patent Abstracts of Japan

9

PUBLICATION NUMBER : 04087185
PUBLICATION DATE : 19-03-92

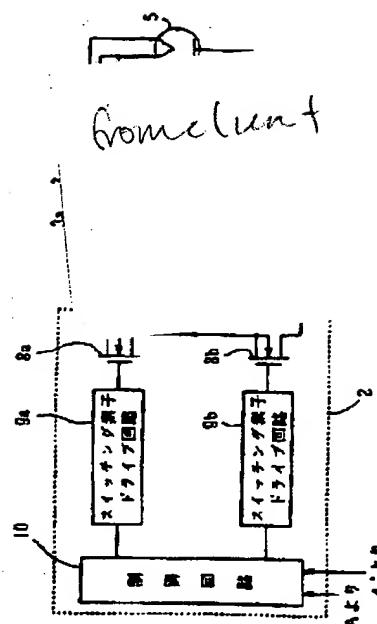
APPLICATION DATE : 26-07-90
APPLICATION NUMBER : 02200691

APPLICANT : SHARP CORP;

INVENTOR : SAWAI HIROYASU;

INT.CL. : H05B 6/68 H02M 7/48 H02M 7/538

TITLE : DRIVER CIRCUIT FOR INVERTER
TYPE MICROWAVE OVEN



ABSTRACT : PURPOSE: To accomplish a power supply circuit using a low-voltage DC power supply, with which a high output is assured at a low cost, by varying the ON time of a switching element by a control means periodically and continuously wherein the predetermined max. On time is observed as the upper limit.

CONSTITUTION: A driver circuit for inverter type microwave oven is equipped with a push-pull voltage type inverter circuit 2 which converts the output power of an independent type DC power supply 1 into a high frequency electric power, a booster transformer 3 for the supply voltage, and a voltage doubler half-wave rectifying circuit 4 which rectifies the output of this booster transformer 3, and with the output from the last named circuit 4 a magnetron 5 is driven. Switching element drive circuits 9a, 9b and a control circuit 10 are provided as a control means to vary periodically and continuously the On time of switching elements 8a, 8b of the abovementioned circuit 2 in push-pull system (or bridge system), wherein the predetermined max. On time is used as the upper limit. This permits accomplishing a power supply circuit using a low-voltage DC power supply, with which a high power utilization factor and a high output are assured at a low cost.

COPYRIGHT: (C)1992,JPO&Japio

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A) 平4-87185

⑬ Int. Cl.⁵

H 05 B 6/68
H 02 M 7/48
7/538

識別記号

3 2 0 A
G

庁内整理番号

8815-3K
8730-5H
8730-5H

⑭ 公開 平成4年(1992)3月19日

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全10頁)

⑮ 発明の名称 インバータ電子レンジの駆動回路

⑯ 特 願 平2-200691

⑰ 出 願 平2(1990)7月26日

⑱ 発 明 者 岡 本 光 央 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シャープ株式会社
内
⑱ 発 明 者 小 玉 博 一 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シャープ株式会社
内
⑱ 発 明 者 南 野 光 治 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シャープ株式会社
内
⑱ 発 明 者 沢 井 啓 安 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シャープ株式会社
内
⑲ 出 願 人 シャープ株式会社 大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号
⑳ 代 理 人 弁理士 青 山 葆 外1名

明 細 書

1. 発明の名称

インバータ電子レンジの駆動回路

2. 特許請求の範囲

(1) 複数のスイッチング素子を有するプッシュプル方式あるいはブリッジ方式の回路と、上記スイッチング素子のオン時間を、あらかじめ設定した最大オン時間を上限として、周期的かつ連続的に可変できる制御手段を備えたインバータ回路と、上記インバータ回路から交流が1次側巻線に供給される昇圧トランスと、

上記昇圧トランスの2次側巻線に接続され、マグネトロンに電力を供給する倍電圧整流回路を備えたことを特徴とするインバータ電子レンジの駆動回路。

3. 発明の詳細な説明

【産業上の利用分野】

本発明は、独立型低電圧直流電源(例えば蓄電池)を高電圧の高周波電流に変換し、これを倍電圧整流回路により整流してマグネトロンに電力を

供給するインバータ電子レンジの駆動回路に関するものである。

【従来の技術】

近年、通常は商用交流電源で使用される電気・電子機器であって、屋外でも使用可能な機器が各種開発されている。屋外での使用に際しては、電気・電子機器を自動車用蓄電池等の12V、24V等の独立型低電圧直流電源で駆動する必要がある。そして、現在広く使用されているインバータ電子レンジにおいても屋外での使用が試みられている。

従来の典型的なインバータ電子レンジの構成を第7図に示す。インバータ電子レンジでは商用電源(100V、50/60Hz)から得られた交流電力は整流回路で直流電力に変換される。この直流電力は一石共振型インバータ回路で高周波化され、昇圧トランスで昇圧される。トランス出力は倍電圧整流回路で整流され、マグネトロンの駆動に利用される。

上記インバータ電子レンジを低電圧直流電源で

使用する場合には、第8図に示すように、低電圧直流電源とインバータ電子レンジの間にDC/ACインバータを設け低電圧直流電源の出力をDC/ACインバータによって商用交流電源と同じ100V、50/60Hzの交流電力に変換し、この交流電力でインバータ電子レンジを作動させていた。

【発明が解決しようとする課題】

上述したようにインバータ電子レンジを低電圧直流電源で使用する場合には、DC/ACインバータを使用してインバータ電子レンジに交流電力を入力する方法ではDC/ACインバータとインバータ電子レンジのインバータ回路とで2度の電力変換が行なわれるため、電力の利用率が極めて低くなるという問題がある。また、2個のインバータを必要とすることから電源回路のコストも高くなる。

また、従来のインバータ電子レンジの一石共振形インバータ電源回路に低電圧直流電源を直接に接続するように仕様を変更することは理論的には

きる制御手段を備えたインバータ回路と、上記インバータ回路から交流が1次側巻線に供給される昇圧トランスと、上記昇圧トランスの2次側巻線に接続され、マグネトロンに電力を供給する倍電圧整流回路を備えたことを特徴としている。

【作用】

ここではインバータ電子レンジの駆動回路のインバータ回路として、プッシュプル方式の回路を備えた場合について説明する。

プッシュプル方式の回路を備えたインバータ回路は2つのスイッチング素子で構成され、この2つのスイッチング素子を交互にオン・オフさせて直流電力を高周波電力に変換し、昇圧トランス、倍電圧回路でマグネトロン駆動電圧まで昇圧して、電力をマグネトロンに供給する。尚、ブリッジ方式の回路を備えたインバータ回路の場合であっても基本的な考え方は同様である。

ここで2つのスイッチング素子を同時にオフした状態(休止期間)から、一方のスイッチング素子をオンすると、倍電圧コンデンサは昇圧トランス

可能であるが、電源電圧を低くする分、電流容量の非常に大きなスイッチング素子を必要とする。このような電流容量を持つスイッチング素子は現状では入手不可能、あるいは非常に高価なものとなる。

本発明はこのような現状に鑑みてなされたものであり、その目的とするところは、低電圧直流電源を電源として、しかも安価でコンパクト、かつ高出力な電源回路を提供すると共に、マグネトロン入力電力を変動させることで負荷(食品)の加熱ムラを抑え、かつ電気容量に制限のある独立型直流電源の電気エネルギーを効率よく活用できるインバータ電子レンジの駆動回路を提供することにある。

【課題を解決するための手段】

本発明のインバータ電子レンジの駆動回路は複数のスイッチング素子を有するプッシュプル方式あるいはブリッジ方式の回路と、上記スイッチング素子のオン時間を、あらかじめ設定した最大オン時間を上限として、周期的かつ連続的に可変で

のリーケージインダクタンス、倍電圧整流回路の倍電圧コンデンサのキャパシタンス、回路抵抗(但しマグネトロンの抵抗は除く)で定まる振動の弧を描く電流で充電される。倍電圧コンデンサの充電電圧の大きさは倍電圧コンデンサの初期電圧とスイッチング素子のオン時間の長さで決まる。次に、前記と同じスイッチング素子をオフすると、昇圧トランスに蓄えられた電磁エネルギーが倍電圧コンデンサに供給されながら電源に回生され、休止期間となる。

次に、休止期間の後、他方のスイッチング素子をオンすると、昇圧トランスのリーケージインダクタンスと倍電圧コンデンサのキャパシティ、マグネトロンの抵抗を含む回路抵抗で定まる振動の弧を描く電流でマグネトロンに電気エネルギーが供給される。ここでマグネトロンに供給される電力は、倍電圧コンデンサの電圧とスイッチング素子のオン時間の長さで決まる。そしてスイッチング素子がオフすると、昇圧トランスに蓄えられた電磁エネルギーがマグネトロンに供給されながら

電源に回生される。

以上のスイッチング動作が繰り返されてマグネトロンはマイクロ波を発振する。

なお、マグネトロンの出力はスイッチング素子オン時間の長さに比例して増加する。そこで、予め設定したスイッチング素子の最大オン時間を上限として、スイッチング素子のオン時間を連続的、周期的に可変すると、マグネトロンに供給される電気エネルギーは上記最大オン時間における出力をピークとして変化する。ここで便宜上、スイッチング素子の最大オン時間におけるマグネトロン出力をピーク出力値と呼ぶこととする。

マグネトロンによる負荷(食品)の加熱は、マグネトロンから出るマイクロ波を食品にあてて吸収させ、そのエネルギーが食品の内部で熱に変わるのを利用している。ここで食品が発熱するのはマイクロ波を吸収して熱に変える性質(誘電率)のきわめて高い水が食品に含まれるためであり、そのためマグネトロンのピーク出力値で連続的に加熱すると食品は内部より急激に発熱し、100度ま

で上昇した後は食品中の水分は蒸発してしまう。そして、この水分蒸発がエネルギーロスとなる。

上述の通りマグネトロンの出力を周期的に上記ピーク出力値を上限として、強弱をもたせて食品を加熱すれば、ピーク出力による連続加熱の場合と同程度の加熱時間で、食品の発熱を中心から周辺へと徐々に効率よく進められ、水分の蒸発によるエネルギーロスあるいは加熱ムラを抑えることが可能になる。

また、本発明の電子レンジは、容量に制限のある独立型直流電源を想定しており、ピーク出力値で連続してマグネトロンの駆動させずに、マグネトロンのピーク出力値を上限として変動させることで、平均放電電流の低減が図れ、上記電源からより多くの電力が取り出せるメリットが生じる。

【実施例】

以下、本発明のインバータ電子レンジの駆動回路について添付図面を参照して詳細に説明する。

第1図は、プッシュプル方式回路を備えた場合の本発明の一実施例を示す回路図である。第1図

に示すように、このインバータ電子レンジは、独立型直流電源(例えば自動車用蓄電池)1の直流電力を高周波電力に変換するプッシュプル電圧型インバータ回路(以下、インバータ回路)2と、電源電圧を昇圧する昇圧トランス3と、この昇圧トランス3の出力を整流する倍電圧半波整流回路4を備えており、この倍電圧半波整流回路4の出力によってマグネトロン5が駆動される。昇圧トランス3の2次側からは、マグネトロン5のフィラメント加熱用電源も供給される。

上記倍電圧半波整流回路4は公知の構成を有しており、2個の高圧ダイオード8a、8bおよび倍電圧コンデンサ7を備えている。

上記インバータ回路2は、2個のパワーMOSFET 8a、8bと、このパワーMOSFET 8a、8bを駆動するスイッチング素子ドライブ回路9a、9bと、制御回路10を備えている。

上記パワーMOSFET 8aおよび8bのドレインは昇圧トランス3の1次巻線の一端3aおよび他端3bにそれぞれ接続され、またパワーMOS

FET 8aおよび8bのソース同士が接続されており、パワーMOSFET 8a、8bのゲートが、スイッチング素子ドライブ回路9a、9bを介して制御回路10によって駆動されることにより、昇圧トランス3の1次側を流れる電流が高速にスイッチングされる。パワーMOSFET 8a、8bに代えて、パワートランジスタ、IGBT等のスイッチング素子を用いてもよい。

直流電源1は、その一端がパワーMOSFET 8aのソースとパワーMOSFET 8bのソースとの接続点に接続され、他端は昇圧トランス3の1次巻線のセンタータップ3cに接続されている。

第2図は制御回路10の回路図である。同図に示すように、発振回路11はトグルフリップフロップ12と緩衝状波発生回路13に接続され、トグルフリップフロップ12は2つのANDゲート15a、15bに、また緩衝状波発生回路13は比較回路14を介して上記ANDゲート15a、15bに接続されている。上記トグルフリップフロップ12は発振回路11の出力信号をトリガとして、

2相分割信号を出力する。上記2相分割信号は2つのANDゲート15a, 15bにそれぞれ入力される。一方、鋸歯状波発生回路13に与えられた発振出力は、発振回路11の発振周波数に同期した鋸歯状波に変換された後に、比較回路14に入力される。また、比較回路14にはスイッチング素子オン時間設定値VTが与えられる。このスイッチング素子オン時間設定値VTは、マイクロコンピュータ16よりD/A変換器17を介して与えられる電圧値であり、第1図に示すパワーMOSFET 8a, 8bをオン状態にする期間を設定して、マグネトロン出力を決定する電圧値である。このスイッチング素子オン時間設定値VTの設定方法の詳細については後述する。

なお、上述の通り比較回路14には鋸歯状波発生回路13からの鋸歯状波とスイッチング素子オン時間設定値VTとが入力されており、比較回路14の出力は鋸歯状波の電圧レベルがスイッチング素子オン時間設定値VTより大きい期間にハイレベルになる。こうして、上記比較回路14で、

ドタイムが存在するように、スイッチング素子オン時間設定値VTが設定されている。なおデッドタイムは2つのスイッチング素子が同時にオンして短絡状態になるのを保護するために設けるものである。

ここでスイッチング素子オン時間設定値VTの設定方法を説明する。スイッチング素子オン時間設定値VTは、スイッチング素子オン時間を決定する値で制御回路10により設定される。第4図(a)に示すように、スイッチング素子オン時間設定値VTが大きくなると、スイッチング素子のオン時間が小さくなり、したがって、マグネトロン出力も低くなる。スイッチング素子オン時間設定値VTの下限値VTminは予め設定したスイッチング素子最大オン時間Tmaxに対応する。そして、スイッチング素子オン時間設定値VTの上限値VTmaxを、鋸歯状波発生回路13の電圧レベルの最大値を超えない範囲で予め設定し、このときのスイッチング素子オン時間をTminとする。そして、第4図(a)に示すスイッチング素子オン時間

予め設定されたオン時間となるように変調された信号は、上記ANDゲート15a, 15bに入力され、トグルフリップフロップ12で2相に分割された信号とANDをとることで、2つのパワーMOSFETを同時にオフする期間を持ちながら、パワーMOSFET 8a, 8bを交互に駆動する。

上記ANDゲート15aおよび15bの出力は、それぞれスイッチング素子ドライブ回路9a, 9bを経て、パワーMOSFET 8aおよび8bのゲートに与えられる。ANDゲート15aの出力がハイレベルの時、パワーMOSFET 8aはオン状態になる。またANDゲート15bの出力がハイレベルの時、パワーMOSFET 8bはオン状態になる。

第3図は制御回路10の動作タイミングを示す図である。同図に示すように、ANDゲート15a及び15bの出力は交互にハイレベルになるので、パワーMOSFET 8aおよび8bも交互にオン状態にされる。ここでANDゲート15a及び15bの出力は同時にローレベルになる期間、つまりデッ

とスイッチング素子オン時間設定値VTとの関係の演算が可能であり、かつ第4図(b)で示すようなスイッチング素子オン時間設定値VTを連続的、周期的に設定できるプログラムを予め制御回路10のマイクロコンピュータ16に内蔵している。上記マイクロコンピュータ16に内蔵したプログラムを第5図のフローチャートに基づいて説明する。

まず、ステップS1でマグネトロン発振時間Tと、上記スイッチング素子最大オン時間Tmaxにおける運転期間Taと、上記スイッチング素子最小オン時間Tminにおける運転期間Tbを初期設定する。

次に、ステップS2でマグネトロン5の発振が開始しているか否かを判断し、発振が開始していると判断したときにはステップS3へ進む。発振が開始していないと判断したときには、ステップS2に戻る。ステップS3では、タイマーがマグネトロン発振時間Tのカウントダウンを開始する。次に、ステップS4に進んで、マグネトロン発振

時間 T が零になったか否かを判断し、マグネトロン発振時間 T が零になったと判断した場合には、ステップ $S5$ に進みマグネトロン5の発振を停止させる。マグネトロン発振時間 T が零になっていないと判断した場合には、ステップ $S6$ に進む。ステップ $S6$ では、時刻 t を零に設定する。次に、ステップ $S7$ に進み、スイッチング素子最大オン時間 T_{max} に対応するスイッチング素子オン時間設定値 V_T の下限值 V_{Tmin} を演算する。次に、ステップ $S8$ に進んで、スイッチング素子オン時間設定値 V_T の下限值 V_{Tmin} を D/A 変換器17に出力して、時刻 t のカウントアップを開始する。次に、ステップ $S9$ に進んで、時刻 t が、ステップ $S1$ で設定したスイッチング素子最大オン時間 T_{max} における運転期間 T_a だけ、経過していると判断したときにはステップ $S10$ に進む。時刻 t が、上記運転期間 T_a だけ、経過していないと判断した場合には、ステップ $S8$ に戻る。ステップ $S10$ では、時刻 t を零に設定する。次に、ステップ $S11$ に進んでスイッチング素子最小オン時間

T_{min} に対応するスイッチング素子オン時間設定値 V_T の上限値 V_{Tmax} を演算する。次に、ステップ $S12$ に進んで、上記上限値 V_{Tmax} を D/A 変換器17に出力し、時刻 t のカウントアップを開始する。次に、ステップ $S13$ に進んで、時刻 t が、ステップ $S1$ で設定したスイッチング素子最小オン時間 T_{min} における運転期間 T_b だけ経過していると判断したときには、ステップ $S4$ に戻る。時刻 t が上記運転期間 T_b だけ経過していないと判断した場合にはステップ $S12$ に戻る。

上記プログラムを実行することで所望のスイッチング素子オン時間に相当するスイッチング素子オン時間設定値を求めることができ、その結果マグネトロンの出力の可変制御が可能となる。したがって、食品の発熱を中心から周辺へと徐々に効率よく進められ、水分の蒸発あるいは加熱ムラを抑えることが可能になる。

次に、本実施例の動作を説明する。パワーMOSFET 8aおよび8bがともにオフしている状態からパワーMOSFET 8bがオンされると、昇

圧トランス3の2次側回路は高圧コンデンサ7、高圧ダイオード6a、昇圧トランス3の2次巻線的一端3e、2次巻線の他端3dの閉ループに電流が流れ倍電圧コンデンサ7が充電される。なお、倍電圧コンデンサ7の充電電圧の大きさは、倍電圧コンデンサ7の初期電圧とパワーMOSFET 8a、8bのオン時間の長さで決まる。

次に、再び上記と同じパワーMOSFET 8bをオフすると、昇圧トランス3に蓄えられた電磁エネルギーが倍電圧コンデンサ7に供給されながら電源1に回生され、2つのパワーMOSFET 8a、8bが同時にオフする期間に移る。

次に、パワーMOSFET 8aがオンされると、昇圧トランス3の2次側回路は高圧ダイオード6b、倍電圧コンデンサ7、昇圧トランス3の2次巻線的一端3d、2次巻線の他端3e、マグネトロン5の閉ループに電流が流れ、マグネトロン5に電気エネルギーが供給される。ここでマグネトロン5に供給される電力は倍電圧コンデンサ7の電圧とパワーMOSFET 8a、8bのオン時間の

長さで決まる。そしてパワーMOSFET 8aをオフすると、昇圧トランス3に蓄えられた電磁エネルギーはマグネトロン5に供給されながら電源1に回生される。以上の動作が繰り返されてマグネトロン5は高周波電力の発振を続ける。

上記倍電圧コンデンサ7には昇圧トランス3のリーケージインダクタンス、倍電圧コンデンサ7のキャパシタンス、回路抵抗(但しマグネトロン5の抵抗分は除く)で定まる振動の弧を描くパワーMOSFET 8bのドレイン電流波形と同様の電流波形で充電され、またマグネトロン5には昇圧トランス3のリーケージインダクタンスと倍電圧コンデンサ7のキャパシタンス、回路抵抗(但しマグネトロン5の抵抗分を含む)で定まる振動の弧を描くパワーMOSFET 8aのドレイン電流波形と電流波形で電気エネルギーが供給される。

なお、本実施例ではスイッチング素子オフ時間設定値 V_T をマイクロコンピュータ16によって求めているが、このスイッチング素子オン時間設定値 V_T をタイマー回路等を組み合わせて周期的

に変動させることによって同じ効果を得ることも可能である。

また、ブリッジ方式の回路を用いたインバータ電子レンジの駆動回路の実施例については第6図に示す。第6図に示すように、このインバータ電子レンジは、低電圧直流電源(例えば自動車用蓄電池)51の直流電力を高周波電力に変換するブリッジ方式インバータ回路(以下、インバータ回路)52と、電源電圧を昇圧するトランス53と、この昇圧トランス53の出力を整流する倍電圧半波整流回路54を備えており、この倍電圧半波整流回路54の出力によってマグネトロン55が駆動される。昇圧トランス53の2次側からは、マグネトロン55のフィラメント加熱用電源も供給される。

上記倍電圧半波整流回路54は公知の構成を有しており、2個の高圧ダイオード56a, 56bおよび倍電圧コンデンサ57を備えている。

上記インバータ回路52は、4個のパワーMOSFET(メタル・オキシド・セミコンダクタ

している。スイッチング素子であるパワーMOSFET 58a~58dのゲートがスイッチング素子ドライブ回路60a, 60bを介して制御回路61によって駆動されることにより、昇圧トランス53の1次側を流れる電流が高速にスイッチングされる。なお、スイッチング素子としてはパワーMOSFET 58a~58dに代えて、IGBT(インシュレーテッド・ゲート・バイポーラ・トランジスタ)等のスイッチング素子を用いてもよい。

この場合の制御回路61およびスイッチング素子ドライブ回路60a, 60bは、前述のプッシュプル方式の回路を用いた実施例の制御回路11およびスイッチング素子ドライブ回路10a, 10bと同じ構成である。また、スイッチング素子オン時間設定値VTの設定方法も、上述のプッシュプル方式の回路を用いたインバータ電子レンジの駆動回路と同様であるので説明を省略する。

次に、本実施例の動作を説明する。インバータ回路52のパワーMOSFET 58a~58dがすべてオフしている状態からパワーMOSFET 5

8a~58dと、上記4個のパワーMOSFETの保護用の4個の高速ダイオード59a~59dと、上記パワーMOSFET 58a~58dを駆動するスイッチング素子ドライブ回路60a, 60bと、制御回路61を備えている。

上記パワーMOSFET 58aおよび58cのドレインは直流電源51の正極に接続され、パワーMOSFET 58bおよび58dのソースは直流電源51の負極に接続されている。上記パワーMOSFET 58aおよび58cのソースはそれぞれパワーMOSFET 58b, 58dのドレインに接続されている。また、昇圧トランス53の1次巻線の一端53aはパワーMOSFET 58cのソースとパワーMOSFET 58bのドレインとの接続点に接続され、昇圧トランス53の1次巻線の他端53bはパワーMOSFET 58aのソースとパワーMOSFET 58dのドレインの接続点に接続されている。また、高速ダイオード59a~59dはパワーMOSFET 58a~58dにそれぞれ並列に接続

8cと58dがオンすると、昇圧トランス53の2次側回路は高圧コンデンサ57、高圧ダイオード56a、昇圧トランス53の2次巻線の一端53d、2次巻線の他端53cの閉ループに電流が流れ、倍電圧コンデンサ57が充電される。なお、倍電圧コンデンサ57の充電電圧の大きさは、倍電圧コンデンサ57の初期電圧とスイッチング素子としてのパワーMOSFET 58a~58dのオン時間の長さで決まる。

次に、再び上記と同じパワーMOSFET 58cと58dをオフすると、昇圧トランス53に蓄えられた電磁エネルギーは倍電圧コンデンサ57に供給されると共に、昇圧トランス53の1次巻線的一端53b、高速ダイオード59a、直流電源51、高速ダイオード59b、昇圧トランス53の1次巻線の他端53aの経路で電源51に再生され、すべてのパワーMOSFET 58a~58dが同時にオフする期間に移る。

次に、パワーMOSFET 58aと58bをオンさせると、昇圧トランス53の2次側回路は高圧

ダイオード56b、倍電圧コンデンサ57、昇圧トランス53の2次巻線の一端53c、2次巻線の他端53d、マグネトロン55の閉ループに電流が流れ、マグネトロン55に電気エネルギーが供給される。ここでマグネトロン55に供給される電力は倍電圧コンデンサ57の電圧とパワーMOSFET58a~58dのオン時間の長さで決まる。そして、パワーMOSFET58aと58bをオフさせると、昇圧トランス53に蓄えられた電磁エネルギーはマグネトロン55に供給されると共に、昇圧トランス53の1次巻線の一端53a、高速ダイオード59c、直流電源51、高速ダイオード59d、昇圧トランス53の1次巻線の他端53bの経路で電源1に回生され、すべてのパワーMOSFET58a~58dが同時にオフする期間に移る。以上の動作が繰り返されてマグネトロン55は高周波電力の発振を続ける。

上記倍電圧コンデンサ57には昇圧トランス53のリーケージインダクタンス、倍電圧コンデンサ57のキャパシタンス、回路抵抗(但しマグネ

トロン55の抵抗分は除く)で定まる振動の弧を描くパワーMOSFET58c、58dのドレイン電流波形と同様の電流波形で充電され、またマグネトロン55には昇圧トランス53のリーケージインダクタンスと倍電圧コンデンサ57のキャパシタンス、回路抵抗(但しマグネトロン55の抵抗分を含む)で定まる振動の弧を描くパワーMOSFET58a、58bのドレイン電流波形と同様の電流波形で電気エネルギーが供給される。

化、軽量化が可能となり、電源回路のコンパクト化が図れる。また、マグネトロンの出力を変動させて強弱をもたせているので、食品の発熱を中心から周辺へと徐々に効率よく進められ、水分の蒸発や加熱ムラを抑えることが可能になる。さらに、本発明のインバータ電子レンジは容量に制限のある独立型直流電源を電源と想定しており、一定のピーク出力でマグネトロンを駆動させる場合に比べて、上記独立型直流電源の平均放電電流の低減が図れるので、上記独立型直流電源から多くの電力が取り出せるメリットが生じる。

4. 図面の簡単な説明

第1図は本発明の実施例に係わるプッシュプル方式の回路を用いたインバータ電子レンジの駆動回路の回路図、第2図は上記実施例の制御回路のブロック図、第3図は上記制御回路の各制御信号の波形図、第4図(a)、(b)は上記実施例のスイッチング素子オン時間設定値の設定方法の説明図、第5図は上記実施例のマイクロコンピュータに内蔵したプログラムのフローチャート、第6図は本

発明の実施例に係わるブリッジ方式の回路を用いたインバータ電子レンジの回路図、第7図は従来のインバータ電子レンジの回路ブロック図、第8図は低電圧直流電源を用いて従来のインバータ電子レンジを駆動する方法を示す図である。

尚、上記2つの実施例のインバータ電子レンジの駆動回路の直流電源は独立型直流電源を想定したが、自動車等乗り物の直流電源であっても構わない。

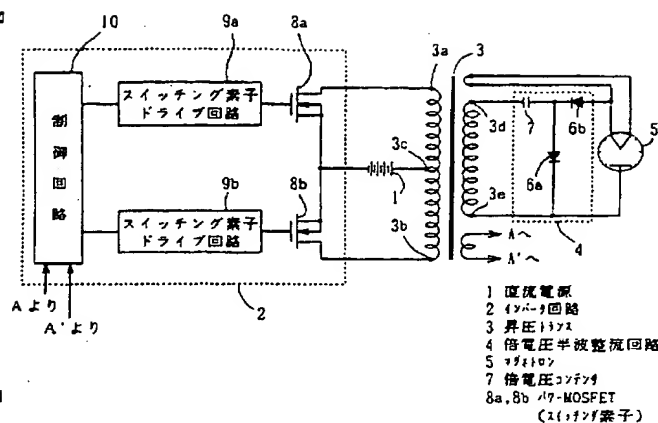
【発明の効果】

以上のように本発明によれば、従来のごとくDC/ACインバータを使用しないので、安価で電力利用効率の高い、かつ高出力な電源回路が提供できる。さらに、低電圧の直流電源を直接高周波電流に変換しているため、電源回路の中で最も大きくし、しかも重量のある昇圧用トランスの小型

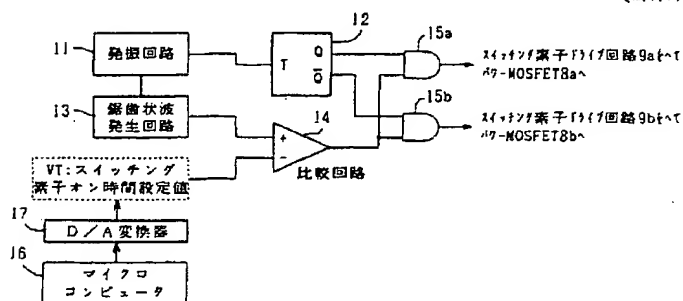
1、51…直流電源、2、52…インバータ回路、3、53…昇圧トランス、4、54…倍電圧半波整流回路、8a、8b、58a、58b、58c、58d…パワーMOSFET、9a、9b、60a、60b…スイッチング素子ドライブ回路、10、61…制御回路。

特許出願人 シャープ株式会社
代理人 弁理士 青山 藤 ほか1名

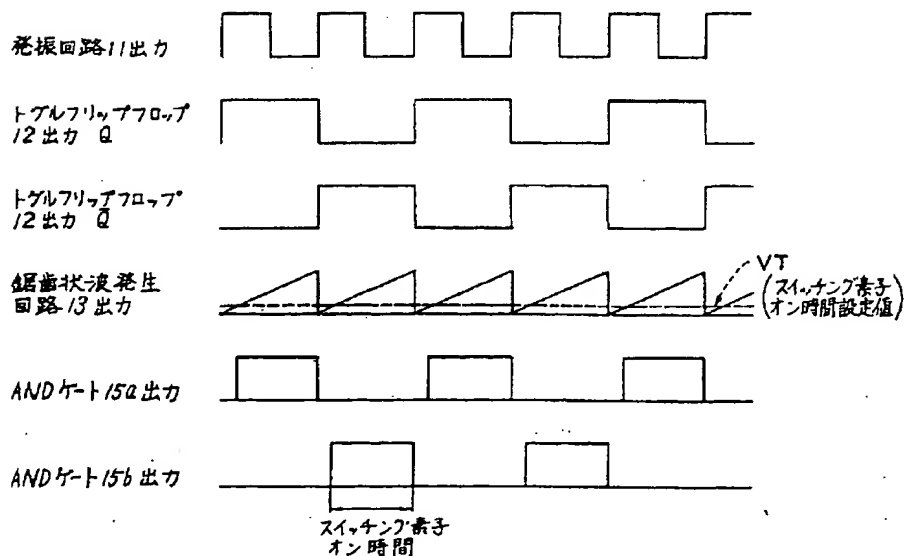
第 1 図



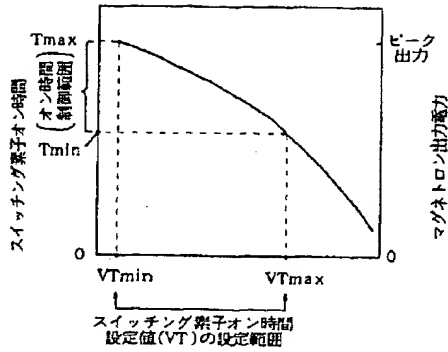
第 2 図



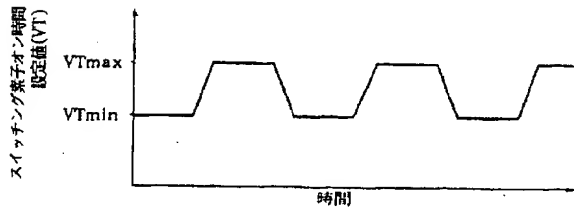
第 3 図



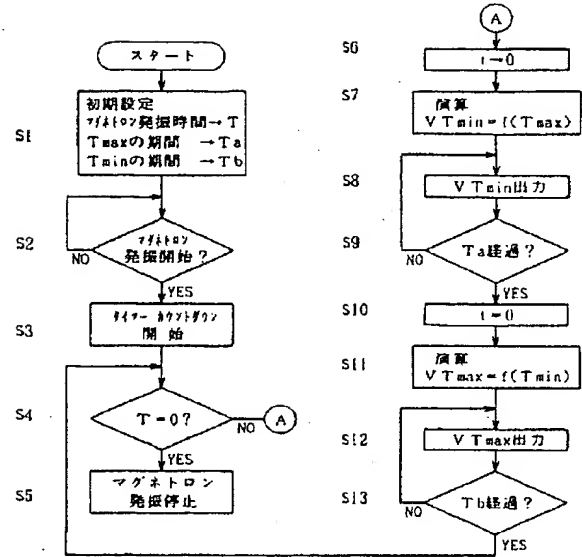
第4図(a)



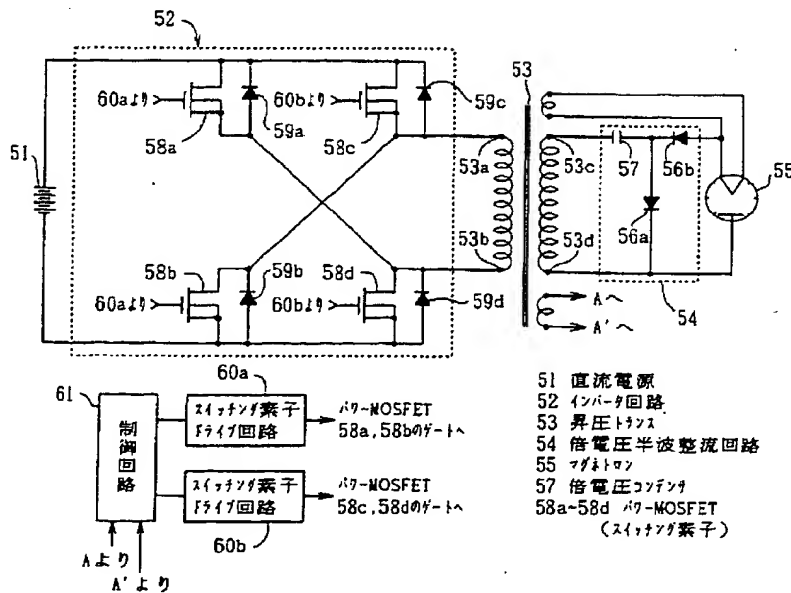
第4図(b)



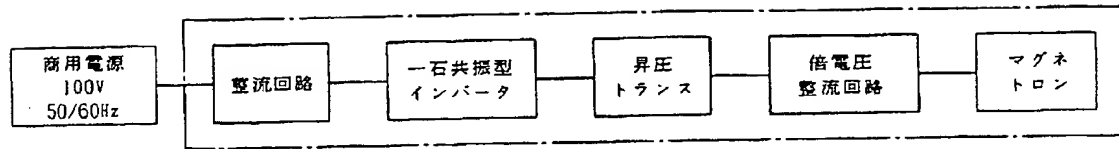
第5図



第6図



第 7 図



第 8 図

